



DESIGN FEATURES OF EDDY CURRENT FLAW DETECTORS ON THE MICROCONTROLLERS

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВИХРЕТОКОВЫХ ДЕФЕКТОСКОПОВ НА МИКРОКОНТРОЛЛЕРАХ

Доцент, к.т.н. Баженов В.Г., Глюйник К. А..

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт» – Киев, Украина,
E-mail: vgbazhenov@gmail.com

Abstract: Considered flaw structure based MK implement all known methods including multi-frequency eddy current testing methods and what little digital flaw detectors are inferior mass-produced. Their major advantage is small size, low cost and low power consumption flexible interface. It allows to build flaw in the automatic processing production line.

KEYWORDS: DDS, digital, eddy current flaw detector, microcontrollers, DSP processors, frequency synthesizer, small size, low cost.

1. Введение

Вихрековые методы контроля являются очень распространенными методами и при решении многих задач контроля не имеют альтернативы особенно в авиации. Современные цифровые дефектоскопы имеют широкие функциональные возможности используют мощные DSP процессоры на базе ПЛИС, но они потребляют много электроэнергии и имеют большую стоимость и большие габариты.

Принцип работы любого вихрекового дефектоскопа основан на измерении вносимого комплексного сопротивления датчика, при взаимодействии с ОК. Поэтому вихрековый дефектоскоп должен иметь в своем составе 3 основных компонента:

- генератор (для генерации вихревых токов)
- преобразователь ВТП (датчик)
- устройство измерения и отображения результатов, либо интерфейс для связи с другим оборудованием.

В современном приборе для реализации интерфейса, первичной обработки и отображения данных наилучшим образом подходит микроконтроллер МК. При этом автоколебательный генератор, генератор на связанных контурах плохо подходят для реализации современного цифрового прибора. Идеальный вариант – это управляемый по цифровому интерфейсу многоканальный генератор на базе DDS.

В данный момент в мире микроэлектроники появились уникальные микросхемы синтезаторов частоты (DDS) с управляемой начальной фазой сигналов, малогабаритные DSP процессоры (размером 7x7 мм), которые работают совместно с современными МК с помощью последовательного интерфейса I2C. Это позволило авторам предложить и реализовать новые структуры [1,2] цифровых вихрековых дефектоскопов, которые имеют очень малые размеры, малую стоимость, малое потребление электроэнергии (так например синтезатор частоты потребляет 10мА а DSP процессор 15мА). Вихрековый дефектоскоп построенный на синтезаторах частоты [1] может работать в очень широком диапазоне частот сигналов может работать как в режиме измерения фазовых сдвигов, так и в режиме измерения амплитуды информационных сигналов. А также позволяет реализовать метод «высших гармоник».

Вихрековый дефектоскоп [2] на базе МК и DSP процессора позволяет получать действительную, и мнимую

составляющие комплексного сопротивления вихрекового преобразователя. Таким образом, задача преобразования информации о вносимом комплексном сопротивлении вихрекового преобразователя в изменение фазы сигнала или изменение амплитуды и соответственно в построение фазометра или вольтметра теряет свою актуальность, причем время измерения составляет 30мс.

Предложенные структуры дефектоскопов на базе МК также способны реализовать все известные методы в том числе и многочастотные методы вихрекового контроля и мало в чем уступают цифровым дефектоскопам выпускаемым серийно. Их важным достоинством являются малые габариты, низкая стоимость и гибкий интерфейс низкое энергопотребление. Это позволяет встраивать дефектоскопы в автоматические технологические линии производства или линии технологической обработки изделий для работы в режиме реального времени (например контроль глубины упрочненного слоя).

2. Предпосылки и средства решения задачи

Появление дешевых микросхем DDS и МК делает их сегодня привлекательными для разных сфер применения. В настоящее время DDS применяется в двух основных областях: в коммуникационных системах и для анализа сигналов в промышленных и биомедицинских системах. [4]

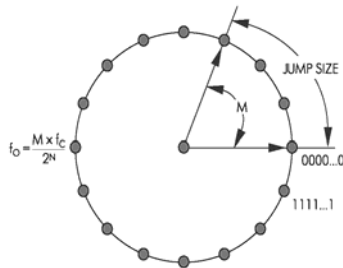
Основные преимущества DDS -цифровой интерфейс, прецизионные управления частотой и фазой выходного сигнала, очень высокое разрешение по частоте и фазе, быстрый переход на другую частоту (или фазу), без разрыва фазы и переходных процессов. Также DDS не подвержены температурному дрейфу и старению. Единственным элементом, которому присущи свойства аналоговых схем, является ЦАП. Частота, амплитуда и фаза сигнала на выходе DDS в любой момент времени точно известны и подконтрольны.

Микросхема-синтезатор DDS генерирует гармоничный сигнал в цифровой форме с помощью ЦАП. Доступные сегодня DDS могут генерировать сигнал с частотой от менее 1 Гц до 500 МГц, разрешение по частоте соответствует разрядности до 48 бит.

Низкая цена микросхем, созданных по современной технологии, высокие показатели качества, возможность цифрового управления - все это вместе делает генератор DDS

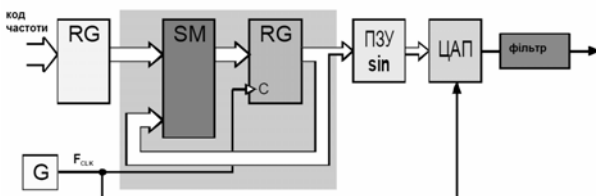
чрезвычайно привлекательным решением по сравнению с традиционными подходами, требующих применения большего количества дискретных элементов. Многоканальные DDS, такие как двухканальный и четырехканальный AD9958 и AD9959, допускают независимое программирования до четырех синхронизированных каналов.

Генерацию колебаний можно представить в виде вектора, вращающегося по окружности (фиг.1). Каждая точка на окружности соответствует определенной точке синусоиды. Вектор вращается по кругу, при этом величина синуса угла является выходным сигналом. Один оборот вектора с постоянной скоростью обеспечивает генерацию одного периода синусоиды. Аккумулятор фазы генерирует значения угла с одинаковыми приростом, а значение в аккумуляторе фазы соответствует определенной точке на круге.



Фиг.1 Принцип работы аккумулятора фазы

Аккумулятор фазы представляет собой обычный двоичный счетчик если $M=1$, значение которого увеличивается с каждым тактовым импульсом то есть будет считываться каждая ячейка ПЗУ в которой записано N значений фазы синусоидальной функции. Если число M например будет равно 10 то с каждым тактовым импульсом будет считываться только каждое десятое значение функции и т.д.. Это число определяет величину увеличения значения фазы с каждым тактовым импульсом. Чем больше размер шага - тем быстрее происходит переполнение аккумулятора фазы и более коротким получается период синусоиды. [5]

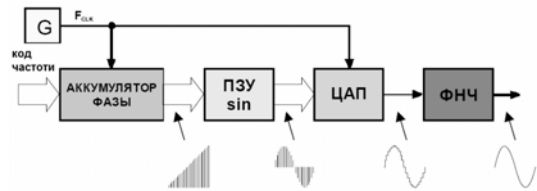


Фиг.2 Схема DDS синтезатора на базе накопительного сумматора

Разрядностью аккумулятора фазы N определяется общее число возможных значений фазы. Для 28-разрядного аккумулятора фазы при $M = 0000 \dots 0001$ аккумулятор переполняется после 228 циклов (тактовых импульсов). При $M = 0111 \dots 1111$ аккумулятор фазы будет переполняться всего за 2 цикла (это минимальное число циклов, удовлетворяющее критерий Найквиста). Эти соотношения описываются следующим выражением: $f_{out} = (M \times f_c) / 2^N$, где f_{out} - частота выходного сигнала DDS; M - бинарное число, задающее частоту; f_c - частота тактирования; N - разрядность аккумулятора фазы.

По сути, тактовая частота делится на некоторое число, которое определяется кодом частоты и разрядностью аккумулятора фазы. При этом минимальный шаг перестройки частоты равен: $\Delta f_{out} = f_{clk} / 2^N$

Из этого соотношения следует еще одно уникальное свойство DDS: если увеличить разрядность N , то уменьшится шаг перестройки частоты. Например: если разрядность сумматора 32 бита, а частота составляет 50 МГц, то разрешение по частоте составит около 0.01 Гц. [21] Увеличение разрядности аккумулятора фазы не требует обязательного увеличения разрядности адреса ПЗУ.



Фиг.3 Работа DDS

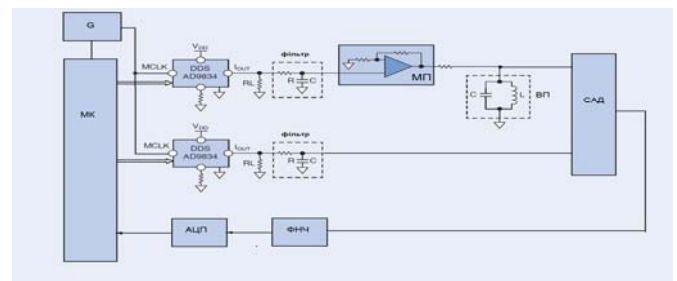
Таким образом, в DDS аккумулятор фазы формирует последовательность кодов мгновенной фазы сигнала - фиг.3. Скорость изменения фазы задается кодом частоты. Далее с помощью ПЗУ «линейная» фаза превращается в «синусоидальные» отсчеты выходного сигнала. Эти отсчеты поступают на ЦАП и формируют гармонический сигнал, состоящий из «ступенек». Эти «ступеньки» фильтруются с помощью ФНЧ, на выходе которого получается синусоидальный сигнал. Если перед адресной шиной ПЗУ установить ещё один сумматор SM1 на одни входы которого подавать код адреса с аккумулятора фазы а на вторые ходы подавать код M_ϕ с дополнительного регистра фазы, то нетрудно показать что в этом случае можно изменять начальную фазу выходного сигнала без изменения её частоты, что обычно и реализуется в серийно выпускаемых микросхемах синтезаторов частоты. [5]

Относительное отклонение частоты на выходе DDS равно относительному отклонению частоты тактового сигнала. Относительный джиттер при распределении частоты становится меньше, хотя абсолютное значение джиттера не улучшается.

Для особо критичных к чистоте спектра выходного сигнала приложений требуется непосредственное тактирования DDS от высококачественного опорного генератора.

3. Особенности реализации вихрековых дефектоскопов на базе микросхем DDS синтезаторов частоты

Учитывая вышеупомянутые возможности DDS синтезаторов частоты получения синусоидального сигнала с заданной частотой и с заданной начальной фазой сигнала, а также учитывая их малые габариты и возможности оперативного управления микроконтроллерами через интерфейс SPI, была разработана следующая структурная схема многофункционального дефектоскопа Фиг.4 [1], который имеет малые габариты низкое энергопотребление. В схеме, показанной на фиг.4 используется синтезаторы AD9834. Синтезаторы тактируются от общего кварцевого генератора 50 МГц. Разрешение (по частоте) AD9834 составляет 28 бит, что соответствует шагу по частоте около 0,2 Гц. Фаза выходного сигнала DDS управляется регистром с типичной разрешением в 10 ... 14 бит. Это соответствует угловой разрешающей способности менее 0,1°. Потребление энергии одним синтезатором составляет меньше 20 мВт. [6]



Фиг.4 Функциональная схема вихрекового дефектоскопа на базе фазового детектора (патент Украины №45908)

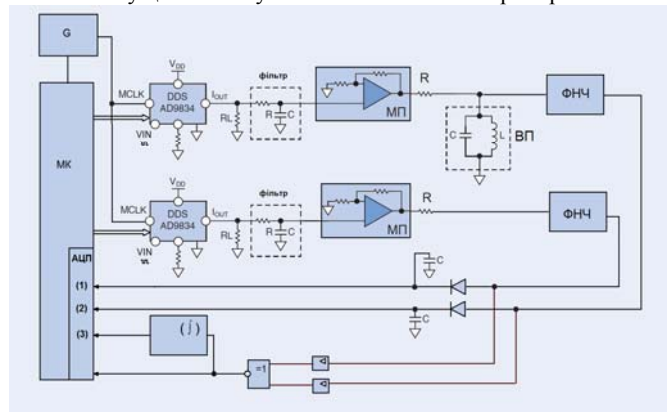
Основная идея работы заключается в использовании двух когерентных (работающих от одного опорного генератора) синтезаторов частоты с возможностью перестройки начальной фазы.

Дефектоскоп содержит последовательно соединенные генератор входного синусоидального напряжения, выполненный как последовательно соединенные опорный генератор G верхний на схеме синтезатор частоты AD9834, фильтр, масштабирующий усилитель МП, вихретоковый преобразователь ВП, второй (нижний) синтезатор частоты AD9834, используемый с возможностью перестройки не только частоты но и фазы, вход которого связан с выходом опорного генератора, синхронный амплитудный детектор САД, один из входов которого соединен с выходом второго синтезатора частоты, а второй вход синхронного амплитудного детектора соединен с выходом вихретокового преобразователя. С выходом синхронного амплитудного детектора последовательно соединены фильтр нижних частот ФНЧ, аналого-цифровой преобразователь АЦП, микроконтроллер МК, к выходу которого подключен вход запуска аналого-цифрового преобразователя. Входы управления обоих синтезаторов частоты соединены с выходами микроконтроллера МК.

Вихретоковый дефектоскоп работает следующим образом. С помощью микроконтроллера МК задаются сигналы с заданными частотами на выходе синтезаторов частоты. Сигнал с выхода верхнего синтезатора частоты поступает через масштабирующий усилитель МП на вихретоковый преобразователь ВП, который взаимодействует с объектом контроля. Амплитуда и фаза на выходе вихретокового преобразователя ВП будет зависеть от параметров объекта контроля, а также от наличия в нем дефектов. Сигнал с выхода вихретокового преобразователя подается на один из входов синхронного амплитудного детектора САД, на второй вход синхронного амплитудного детектора подается сигнал из нижнего синтезатора такой же частоты как и на верхнем синтезаторе, таким образом сигнал на выходе синхронного амплитудного детектора САД будет зависеть от амплитуды и фазы сигнала с выхода вихретокового преобразователя ВП. с помощью микроконтроллера осуществляется изменение начальной фазы сигнала нижнего синтезатора частоты путем введения кода, в соответствующий регистр этого синтезатора до тех пор пока значение амплитуды (значение кода) на выходе аналого-цифрового преобразователя не будет максимальной.[7] Максимальное значение амплитуды на выходе аналого-цифрового преобразователя (АЦП) которое анализируется микроконтроллером будет свидетельствовать о полной компенсации сдвига фаз сигнала на выходе вихретокового преобразователя. Таким образом, по значению максимальной амплитуды на выходе аналого-цифрового преобразователя будет определяться амплитуда искомого сигнала на выходе вихретокового преобразователя, а код компенсации фазы, который подавался на нижний синтезатор частоты, с микроконтроллера (при котором значение амплитуды достигает максимума), будет определять значение сдвига фаз сигнала на выходе вихретокового преобразователя. Как следует из вышесказанного, фактически, при таком измерении фазового сдвига сигнала в таком случае реализуется компенсационный метод измерения, который является наиболее точным. При измерения амплитуды используется синхронный амплитудный детектор, что позволяет получить на выходе фильтра нижних частот подключенного ко входу АЦП сигнал постоянного напряжения, который будет пропорционален только первой гармонике тестового сигнала, поскольку другие гармоники отфильтровываются с помощью фильтра нижних частот. То есть использование синхронного амплитудного детектора позволяет существенно повысить помехоустойчивость при измерении амплитуды. Особо следует отметить, что предлагаемое устройство может быть использовано не только для реализации амплитудного, фазового, амплитудно-фазового вихретоковых методов дефектоскопии, но и метод высших гармоник, который в малогабаритных дефектоскопах в значительной степени ограничивался большой сложностью анализаторов спектра сигнала, в которых нуждался этот метод для своей реализации.

Причем предлагаемая структура дефектоскопа остается без изменений, в незначительной степени меняется только алгоритм работы микроконтроллера. Эти изменения будут связаны только с начальной установкой частот синтезаторов частоты. Известно, что при контроле некоторых дефектных материалов, при подаче на вход вихретокового преобразователя синусоидального сигнала с частотой f появляются сигналы, например, с частотой $3f$ или $5f$, в таком случае для оценки амплитуды и фазы этих сигналов достаточно изменить частоту нижнего синтезатора на значение $3f$, или $5f$, а частоту сигнала верхнего синтезатора оставить без изменений, то есть равной f , поскольку для обоих синтезаторов частоты используется один общий генератор опорной фиксированной частоты 1 , то гармоники, которые появятся в результате, например, появления дефекта, будут когерентны сигналам нижнего синтезатора и на выходе фильтра нижних частот также появится сигнал постоянного напряжения пропорциональный фазе и амплитуде искомого сигнала на выходе вихретокового преобразователя (гармоника $3f$ или $5f$), алгоритм измерения амплитуды и фазы которого будет аналогичным вышеприведенным.

В качестве альтернативы схемы на базе ФД, было предложено создать схему без использования ФД и внешнего АЦП. Фиг.5 Выделив информацию о фазе и амплитуде результирующего сигнала другим способом. Такой подход позволяет существенно уменьшить стоимость прибора.



Фиг.5 Функциональная схема вихретокового дефектоскопа без применения ФД и внешнего АЦП

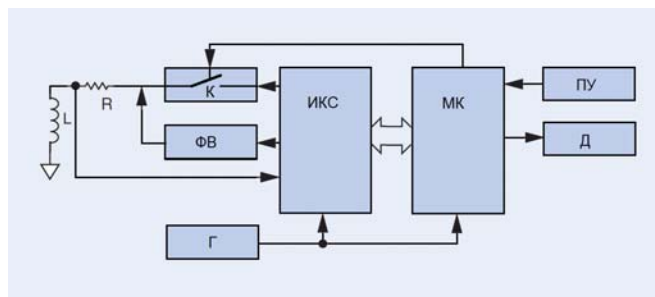
На фиг.5 представлена схема, состоящая из опорного генератора - G , двух синтезаторов частоты - DDS, вихретокового преобразователя ВП, двух масштабирующих усилителей МП, интегратора, фильтров нижних частот - ФНЧ, встроенного в МК АЦП и самого МК.

Таким образом, рассматриваемые структурные схемы дефектоскопов могут быть использованы для построения многофункциональных малогабаритных прецизионных экономичных вихретоковых дефектоскопов.

4. Особенности реализации вихретоковых дефектоскопов с использованием микросхем измерителей импеданса и МК.

Представляет особый интерес при реализации малогабаритных вихретоковых дефектоскопов появление микросхемы AD 5933- измерителя импеданса. Эта микросхема представляет собой фактически простейший DSP процессор со встроенным DDS синтезатором частоты и АЦП, управляемой с помощью микроконтроллера по интерфейсу I^2C , позволяющей получать код мнимой и действительной части измеряемого импеданса. [8, 9]

Структурная схема дефектоскопа на базе микросхемы измерителя импеданса представлена на Фиг.6.[2] Использование этой микросхемы позволяет ещё больше уменьшить габариты, а также энергопотребление вихретокового дефектоскопа.



Фиг.6 Структурная схема дефектоскопа на базе микросхемы измерителя импеданса

Вихретоковый дефектоскоп Фиг.6 работает следующим образом. С помощью микроконтроллера МК осуществляется управление микросхемой измерения комплексного сопротивления ИКС, то есть задается частота выходного измерительного сигнала встроенным в микросхему синтезатором частоты, а также производится считывание с нее результатов измерения активного и реактивного сопротивлений вихретокового преобразователя, которые используются программой микроконтроллера для расчетов амплитуды и фазы выходного сигнала вихретокового преобразователя. Прибор работает в двух режимах: в режиме калибровки и в режиме контроля. В режиме калибровки полученные расчеты абсолютных значений фазы и амплитуды по команде оператора с пульта ПУ запоминаются в памяти микроконтроллера. В режиме контроля эти запомненные значения по команде оператора с пульта ПУ используются для расчетов микроконтроллером относительных значений изменения амплитуды и фазы выходных сигналов преобразователя полученных аналогично из схемы измерения комплексного сопротивления в режиме контроля с помощью которых оценивают контролируемый параметр (эквивалентный размер дефекта, изменение проводимости или размеров объекта контроля). Сигнал с выхода вихретокового преобразователя через параллельно соединенные цифровой ключ К и фазовращатель ФВ подается на измерительный вход микросхемы измерения комплексного сопротивления где он дискретизируется с помощью двенадцати разрядного АЦП. Но несмотря на это при нахождении вектора измерительного сигнала в районе углов кратных 90 могут возникать дополнительные погрешности, поэтому по программе микроконтроллера анализируются полученные результаты и при попадании их в «критическую зону» микроконтроллер подает сигнал на вход управления ключа К для его размыкания. В таком случае сигнал с выхода микросхемы измерения комплексного сопротивления будет получать дополнительный фиксированный фазовый сдвиг в фазовращателе ФВ перед входом вихретокового преобразователя, что позволит выйти из «критической зоны» измерения, причем дополнительный фазовый сдвиг при расчетах окончательного результата затем учитывается, что позволяет уменьшить эти погрешности. Обработанные результаты выводятся на дисплей 8. С помощью компьютера возможна полная автоматизация процесса контроля, а также документирования результатов контроля на различных носителях информации в виде таблиц, графиков, гистограмм и т.д.[7]

5. Выводы

Были поставлены следующие задачи: предложить современный дефектоскоп на базе МК, максимально увеличить его чувствительность и уменьшить габаритные размеры. При этом - максимально упростить схемотехнику и пытаться использовать только недорогие схемотехнические решения. Предложить решения, которые в полном объеме учтут специфику конкретного процесса контроля.

Именно такая постановка задачи позволяет обеспечить качественно новые технические характеристики вихретокового дефектоскопа за счет выбора оптимального режима работы ВСП и возможности оптимальной настройки прибора.

Иначе говоря - лучший дефектоскоп должен быть универсальным: должен иметь возможность выявлять дефект при таких параметрах сигнала (частота, амплитуда, фаза), к которым восприимчив конкретный вид дефекта.

Были предложены и разработаны новые схемы вихретоковых дефектоскопов на базе эффективного сочетания синтезаторов частоты (DDS) и МК. Такое сочетание имеет очень привлекательные характеристики: малые габаритные размеры, низкое потребление электроэнергии, достаточно высокую точность измерения, низкую стоимость приборов, и простую реализацию.

Данное сочетание позволяет реализовать практически все известные методы выделения информации вихретокового контроля.

6. Список литературы

1. Патент №45908 Украины на полезную модель МПК G01N27 / 00 Многофункциональный вихретоковый дефектоскоп / Баженов В.Г., Климашевская В.М., Гльйник К.А. ; заявитель и патентообладатель НТУУ «КПИ» Оpubл. 25.11.2009р.
2. Патент №107249 Украины на изобретение МПК G01N27 / 01 Цифровой вихретоковый дефектоскоп / Баженов В.Г., Лепеха В.В., Гльйник К.А., Лепеха В.Л.; заявитель и патентообладатель Баженов В.Г., Лепеха В.В., Гльйник К.А., Лепеха В.Л. Оpubл. 25.07.2013р.
- 3.Накладні вихреструмові перетворювачі подвійного диференціювання /В.М.Учанин- Львів: СПОЛОМ,2013,-268с.
4. Ева Мёрфи, Колм Слэттери. Всё о синтезаторах DDS “Компоненты и Технологии”, №1, 2005 (http://www.analog.com.ru/pub_wireless.htm)
5. “A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis”, 1999 Analog Devices, Inc. (<http://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/DDS-tutorial.pdf>)
6. Макаренко В. Компоненты для построения беспроводных устройств связи, часть 7. синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза // ЭКИС –Киев: VD MAIS, 2010,№1.
7. А.В. Евстифеев. Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы «Atmel»-М.: Издательский дом «Додэка-XXI»,2004.-560с
8. “AD5933 - high precision impedance converter system solution”, 1999 Analog Devices, Inc. <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5933.pdf>
9. Баженов В.Г., Богдан Г.А., Кравченко М.В Цифровая система измерения фазовых сдвигов радиоимпульсных сигналов // Международный научно-исследовательский журнал – Екатеринбург – 2016 – №4-2(46). – С. 36-38